

9800

特 許 庁

特 許 公 報

特許出願公告

昭39-3222

公告 昭39.3.28

(全17頁)

負抵抗回路

特 願 昭 34-18304
出 願 日 昭 34.6.6
優先権主張 1958.6.17 (オランダ国)
発 明 者 ハンス、ヘルムート、アデラル
ベルギー国アントワープ、ブラ
ス、フランス、ウェルズ1
同 ジャン、ガストン、ポリドール、
レミ、パウエンス
同 所
出 願 人 インターナショナル、スタンダー
ド、エレクトリック、コーポレー
ション
アメリカ合衆国ニューヨーク州ニ
ューヨーク市ブロードストリート
67
代 理 人 弁理士 芦田坦

図面の略解

第1図は直列形すなわち開放安定形の負抵抗特性を示し、第2図は並列形すなわち短絡安定形の負抵抗特性を示す。第3図は2個のトランジスタのベース電極とコレクタ電極との間に交差結合を用いた負抵抗変換器を示し、第4図は第3図に示した負抵抗装置の等価回路を示す。

第5図は直列形負抵抗装置を2個直列に組合わせた回路を示し、第6図は、第5図の回路で得られる全体の特性を示す。第7図は共通電池源を用いた二つの並列形負抵抗装置を並列に組合わせた回路を示し、第8図は、第7図の回路で得られる全体の特性を示す。第9図は別々の電池源を用いた二つの並列形負抵抗装置を並列に組合わせた回路を示し、第10図は、第9図の回路で得られる全体の特性を示す。第11図は第5図に示した回路の変形を示し、第12図は第11図の回路で得られる全体の特性を示す。第13図は第5図に示した回路の別の変形を示し、第14図は第13図の回路で得られる全体の特性を示す。第15図は第13図の回路の変形で二端子の電池源を用いる

ようにした回路を示す。第16図は第1図に示す形式の特性を生ずる負抵抗装置を電流源と並列にして、この並列回路を電圧源と直列にしたときに得られる全体の特性を示し、第17図は第1図に示す形式の特性を生ずる負抵抗装置を電圧源と直列的に結び、これに電流源を並列につないだときに得られる全体の特性を示し、第18図は、第16図のような総合特性を得ることのできる回路を示す。第19図は第18図の回路の変形で二端子の電池源を用いるようにした回路を示し、第20図は第18図の回路の変形でエミッタ接地形トランジスタを電流源として用いた回路を示し、第21図は第18図の回路の変形でベース接地形トランジスタを定電流源として用いた回路を示す。第22図は電流源として働らくエミッタ接地形トランジスタを用いた装置によつて得られる負抵抗特性を示し、第23図は電流源として働らくエミッタ接地形トランジスタを用い、適当なバイアスをかけて特性をずらせた場合に得られる負抵抗特性を示したものである。

発明の詳細なる説明

この発明は負抵抗回路に関するものであり、とくに変成器結合のような交流結合を必要としないで正方向の電流にも負方向の電流にも動作させることができる負抵抗を生ずる回路に関するものである。

既知の実用的な負抵抗変換器では変成器あるいはコンデンサのような他の交流結合素子を用いられている。それは、たとえばトランジスタのような実用可能な能動素子を用いて得られる負抵抗は電圧電流特性の原点を通らずしかも実質的に原点の両側に拡がっている電圧電流範囲によつて本質的に制限を受けているためである。実際問題としては、正帰還をかけた真空管またはトランジスタのような能動素子を含んだ二端子回路網によつて負抵抗特性を得ることができる。このような能動素子の正常動作範囲には限界があるので、それぞれ、しゃ断領域および飽和領域と呼ばれている隣接部分の間で正のインピーダンス特性をもつた曲線の中間部分として負インピーダンス特性を実現することができるにすぎない。これらの負抵抗特

性はベルシステム・テクニカル・ジャーナル (BSTJ) 誌 1981年6月号にジー・クリンソンが「負インピーダンスと双対21一形中継器」と題して発表した論文に述べられている方法に従えば、直列形すなわち開放安定形と並列形すなわち短絡安定形のいずれかになる。

それ以来、負抵抗双極子は真空管またはトランジスタを用いて各種の方法で実現され、伝送線路の損失を補償するのに利用されてきた。これについてはアメリカ合衆国特許第 2585078号、第 2726370号、第 2728053号、第 2745068号、第 2748200号、第 2788496号およびベルギー国特許第 518899号、第 518901号、第 518902号を参照されたい。しかしながら、これらの負抵抗回路網はすべて1個以上の変成器または他の交流結合回路を含んでおり、そのため必然的に帯域幅が非常に制限されている。一般にこのような交流結合回路を用いる理由は、実用可能な能動素子を用いて得られる特性が純粋な負抵抗ではないためで、それは特性曲線が原点を通らずしかも原点の両側に拡がっているからである。

その上、たいていの応用面では交流結合回路を必要としない純粋な負抵抗がほしいのである。たとえば時分割の電気通信方式の場合がそうであつて、この場合には双方向性の負抵抗中継器を用いるのが有利である。

従来の負抵抗回路の大部分は回路に挿入するのに交流結合回路を必要とする不平衡形のものであつたが、ジー・ジー・リンビルは P. I. R. E. 誌 1958年6月号第725頁に「トランジスタによる負インピーダンス変換器」と題した論文で平衡形回路を発表している。これは本質的にはコレクタ電極とベース電極との間に交さ結合を行なつた二個のトランジスタを用いたもので、入力端子は二つのエミッタ電極または二つのコレクタ電極のいずれかでできている。したがつてこの回路は本質的にエクルス・ジョルダン形であり、またいわゆるカリトロン発振器と似ている。

このような対称平衡形回路は二つのエミッタ間に入力を接続しエミッタと直列に入れた抵抗がコレクタと直列にはいる抵抗よりもいくらか大きくて、トランジスタのアルファが1に近いと仮定すれば開放安定形の負抵抗を生じさせることができる。一方、短絡安定形の負抵抗を得るには入力を二つのコレクタ間につなぎ、今度は、コレクタと

直列にはいる抵抗がエミッタと直列にはいる抵抗よりもいくらか大きくすればよい。このような平衡形回路は正方向の電流に対しても負方向の電流に対しても負抵抗が得られるという意味で真の負抵抗が生じているという利点をもっている。

しかし、コレクタとベースとの間の交さ結合はコンデンサを通して行なわれている。ところが従来知られている中継器では、負抵抗回路はコンデンサのようなエネルギー蓄積素子を含まないことが望まれ、換言すれば所要の周波数範囲は実質的に直流まで拡がっていることが望ましい。このような特性は負抵抗の大きさが、低い周波数になるほど急激に減少し正の値にさへなることもあるような上述の平衡形回路では得ることができない。さらに抵抗性成分にはかなりのリアクタンス分を伴うが、この点も応用面によつては望ましくないことがある。

明らかに、上述の平衡回路中の交さ結合コンデンサを、接地してない電池で置き換えようと思えばそうすることもできる。しかし技術的にはこの方法はあまり望ましくない解決法であり、さらに負抵抗を生ずる電圧範囲がかなり制限されてしまう。その上、上に企図したような中継器に接続する場合には、負抵抗回路はできるだけ大きな電流電圧のふれを生ずることが望まれるので、範囲が制限されることは重要な欠点となる。なお、また上に述べた平衡回路で直流結合用の電池を用いたものでは電源電池の電圧よりも実質的に低い電圧のふれしかかけられないことを示すことは容易である。それはトランジスタのコレクタ電流と利用可能な電流との比が無量大のときだけに直流電源電圧の半分の正負の電圧のふれを生ずることができるからである。したがつて実際には平衡回路では電圧のふれは相当に制限されてしまうことになる。もし、コレクタからベースへの結合用に用いた接地してない電池を抵抗性の分圧器で置き換えれば、コレクタ、ベースの間の伝達インピーダンスを1以下に減らすことになるので、上のような制限はいつそう厳しいものになる。

有用な電流が与えられたときに、平衡した負抵抗での電圧のふれを電源電圧の近くまで上げるようにコレクタ電流を上述のようにふやすことは負抵抗によつて広い周波数帯域をうまく処理したいようなときにはとくに望ましくないことである。というのは、よく知られているようにトランジス

タに大きなコレクタ電流と高いアルファレシや断周波数とを要求することは相反する要求であり、実際上は何らかの妥協をしなければならないからである。

したがってこの発明の一般的な目的は、原点を通つて、実質的に原点の両側に拡がり、直流電流が流れるのを妨げる交流結合回路を必要としない負抵抗を得ることである。

この発明のもつと詳細な目的としては、本来原点を通らないでその両側に拡がっている特性をもつた負抵抗装置から、上に述べたような特性を交流結合回路を用いなくて得ることである。

この発明の第一の特徴としては、特性中の負抵抗の部分が原点を通つてその両側に拡がっているものではない負抵抗装置を含んだ負抵抗回路が、全体として原点を通り、実質上その両側に拡がっているような負抵抗を生ずるように、上述の負抵抗装置を抵抗手段と関連づけるようになつてゐることである。

この発明の別の特徴としては、上に挙げたような負抵抗回路が上述の負抵抗装置を電流源と並列にし、電圧源と直列にして、これらの電流源や電圧源の特性によつて上述の装置の特性中の負抵抗部分をずらせて、全体として原点を通り、実質上その両側に拡がった一定の負抵抗特性を生ずるようになることである。

はじめから上述の諸要求を満足してはいないがこの発明の原理に従つて用いられて所望の特性を得るようにした負抵抗装置ではたとえばトランジスタとくに接合形トランジスタを用いることになる。

アメリカ合衆国特許第 2772362 号および第 2794917 号に発表されているような最近の高周波用 n 形トランジスタは別としてフック・コレクタをもつた pn pn 形トランジスタを用いることができ、また pnp 形トランジスタと nnp 形トランジスタとに抵抗性結合を行なつた組合せ装置を用いてよい。この接続では、上にあげたジェー・ジー・リンビルの論文は別としても P. I. R. E. 誌の、1952 年 11 月号に発表された「四端子 $pnpn$ 形トランジスタ」と題するジェー・ジー・エバースの論文およびベルギー国特許、第 521569 号第 551746 号を参照されたく、他の組合せ式トランジスタ装置はアメリカ合衆国特許第 2663806 号および 2663830 号に出ている。

このベルギー国特許に発表されている組合せ回路は二つのトランジスタのベース電極との間に交さ結合を行なつてゐる。だが、これら結合は抵抗性であり、この回路は不平衡形として用いられている。一方のトランジスタのエミッタまたはベースを調べればそれぞれ直列形または並列形の負抵抗が得られ、これは実質的に電流電圧特性の一つの象眼にわたつて拡がっている。あとで詳細な説明をするように、このような負抵抗装置は所望の総合特性を得るのに用いることができると思うかも知れないが、この装置は原点を通つて実質上その両側に拡がった負抵抗特性を示さないことを除いて考えても、一般に周波数に関係なく負抵抗を示すものではないのである。すなわち、この装置の示す負抵抗は一般に直列の正インダクタンスまたは並列の正容量を伴つてゐる。

このような無効分は一般には望ましくないものであるが、それは負インピーダンスが周波数によつて異なつてしまうためである。

したがってこの発明の別の目的はベース電極とコレクタ電極とに交さ結合を行なつた二個のトランジスタを用い、無効分が実質上なくなつてゐるような負インピーダンスを示す負抵抗装置を得ることである。

この発明のもう一つの特性によれば、一方のトランジスタのベース電極を他方のトランジスタのコレクタ電極に結合させ、その逆の結合も行なつてある二個のトランジスタで構成された負抵抗装置があつて、上述の両トランジスタの一つの電極に負インピーダンス入力に加えられ、残りの電極はそれぞれ三つのインピーダンスに接続されていて上述の三つのインピーダンスのうちの一つ以上には抵抗性素子に加えて上述の負インピーダンスの無効分を実質的に消去するように設計されたリアクタンス素子を含んでいることが特徴となつてゐる。

この発明の上述の目的や特徴およびその他の目的や特徴ならびにそれを達成する最良の方法は添付図面に関連して行なわれる以下の詳細な説明によりいつそうよく理解されるであらう。

第 1 図を参照すれば、おつうに利用可能な手段によつて容易に達成できる負抵抗特性を理想化した形が示してある。電流 i を電圧 V の関数として画いてあるので、特性曲線は S 形をしており、開放安定度すなわち直列形の負抵抗特性であること

が判る。換言すれば図示の負抵抗は正抵抗と直列に接続しても、この正抵抗がある値よりも大きければ発振を生ずる可能性はない。図示のように負抵抗特性 $O A$ は二つの正抵抗特性 $B O, A C$ の間にある。第一の正抵抗特性はしゃ断領域に対応するものであり、一方第二の正抵抗特性は飽和領域に対応するものである。第 1 図に示した形の特性を実際的手段によつて現実に得ようとした場合には、各々の折れ線特性の主要部分は図示のように実質的に直線となるにしても、境界点の附近では多少直線からはずれてくる。

ここで、負抵抗特性は正電流の範囲だけに生じていることに気付くことと思う。同様な負抵抗特性で負電流の範囲だけに生ずるような類似のものも容易に得ることができよう。しかし、いろいろな場合に関心がもたれるのは正の電流に対しても負の電流に対しても負抵抗特性を示すものである。

第 1 図に示した形式の負抵抗は電流増幅定数が 1 よりも大きく位相反転のない変換装置の助けを借りれば、容易に実現することができる。増幅素子として真空管を用いることもできるが、一般にトランジスタのほうがずっと便利である。電流増幅率すなわちアルファが 1 よりも大きな点接触形トランジスタを利用することができるが、もつと信頼性があつて、もつと利用し易い接合形トランジスタではアルファは 1 にごく近いが 1 よりも小さい。このことはふつうの商用の三域の接合トランジスタに当てはまることであるが、フック・コレクタをもつた pnpn 接合形トランジスタでは、はじめに述べたように 1 よりも大きなアルファのものが得られる。ふつうの三域の接合トランジスタの組合わせは、すでにアルファが 1 よりも大きい複合トランジスタを生ずるのに用いられており、このような方法によつて図面に示した形式の負抵抗を得ることは容易である。このようにして正の電流に対しても、負の電流に対しても成り立つ負抵抗が得られるかを説明する前に、第 1 図に示した負抵抗が確かに得られるためには、たとえば、ベルギー特許第 551746 号に発表されているような形の複合トランジスタ装置の助けによつて、第 1 図に示した特性を生ずることについての考察を最初に詳しくしておこう。

今、ここで説明しようとする装置は第 1 図に示すような開放安定形負抵抗特性を生ずるだけでなく、第 2 図に示すような短絡安定形すなわち並列

形の負抵抗特性も生ずるものである。第 2 図の場合には、負抵抗は発振を起さないためには、ある値を越えない正抵抗と組合わせるのでなければならぬ。電流 i に対して電圧 V を画いてみると、短絡安定形の特性は N 形になる。

第 3 図を参照すれば、負インピーダンス変換器 $N R$ には第一の、pnp 形トランジスタ (2N34) があつて、そのエミッタは端子 e に接続され、この端子は入力端子のうちの一つであつて、入力端子間に負抵抗が生ずるようになっており、また、ベースは抵抗器 R_1 を通してもう一方の入力端子 b に接続されている。入力側の pnp 形トランジスタのベースは第二の npn 形トランジスタ (2N35) のコレクタに直接つながれており、このトランジスタのベースは最初の pnp 形トランジスタのコレクタに直接つながれている。nnp 形トランジスタ 2N35 のベースとエミッタとはそれぞれ抵抗器 R_1, R_2 を通して端子 c につながれている。端子 b はさらに電池の正極側に接続されており一方端子 c は負極側に接続されている。このような配置はベルギー特許第 551746 号に示されているものであつて、入力インピーダンスは二個のトランジスタに対して既知の等価回路を用いれば容易に計算することができる。ただし両方のトランジスタとも有効領域で動作しており、しゃ断や飽和は起っていない、すなわち小信号理論が適用されるものとする。

第 4 図は既知の抵抗性助変数 r_b, r_e, r_c を入力側の pnp 形トランジスタに用い、第二の npn 形トランジスタには同じ助変数にダツツを用いたものを用いて表わした第 3 図の等価回路である。各トランジスタのエミッタに流れこむ電流はそれぞれ i_e, i'_e で表わし、一方コレクタに流れこむ電流はそれぞれ i_c, i'_c で表わしてある等価回路網の他の枝路を流れる電流は第 4 図中に示してあり、コレクタ等価抵抗 r_c, r'_c にそれぞれ等価電流発電機 $a i_e, a' i'_e$ が並列につながれていて、ここで a, a' はそれぞれのトランジスタのアルファを表わすものである。

等価コレクタ抵抗 r_c, r'_c はふつう非常に大きな値であるから各トランジスタのコレクタ電流は対応するエミッタ電流に正比例するものとしてよいすなわち、

$$i_c = -a i_e \quad (1)$$

$$i'_c = -a' i'_e \quad (1')$$

としてよい。そこで、この回路網の入力側に電圧 V を加えたものとすれば、二つの回路方程式を書

くことは容易であり、(1)式と(1')式を用いれば r_e と r'_e とはもはや式には現われてこないで

$$V = r_e i_e + r_b (1-a) i_e + R_1 [(1-a) i_e + a' i'_e] \quad (2)$$

$$0 = (R'_2 + r'_e) i'_e + r'_e (1-a') i'_e + R'_1 [(1-a') i'_e + a i_e] \quad (3)$$

となる。これらの式から入力インピーダンス V/i_e は容易に求めることができ、

$$\frac{V}{i_e} = r_e + r_b (1-a) + R_1 (1-a') \quad (4)$$

となる。ここで a' は、

$$\frac{a'}{a} = 1 + \frac{a' R'_1}{(1-a') (R_1 + r'_b) + R'_2 + r'_e} \quad (5)$$

で与えられる複合装置の等価的なアルファである。式(5)から a や a' がいずれも 1 より小さくても、 a' を 1 よりも大きくすることができるとは明らかであり、したがって入力インピーダンスを与える(4)式を負にすることが可能になる。実質上第1図に示した形となるこのような負抵抗の限界はたとえばベルギー国特許第 551746号に説明してあるように助変数を注意して選ぶことにより調整することができる。

式(5)を調べてみると抵抗器 R'_1 と R'_2 中でも R'_2 は絶対に欠くことのできないものではないことが判る。事実 R'_2 の役目は本質的にはトランジスタの助変数が変化したとき、とくに npn 形トランジスタのエミッタ抵抗 r'_e が変化したときの負インピーダンスの大きさを安定化することであることに R'_1 が大きいことには R'_2 は零にしてもよく、つまりそこを短絡してしまつてもよい。もし R'_1 が無限大と考えられるくらい大きければ、 R'_1 を開路で置き換えてもよいので R'_2 が零であれば、(5)式は簡単になつて、

$$\frac{a'}{a} = 1 + \frac{a'}{1-a'} \quad (5')$$

とおける。

これは絶対値の大きな負抵抗が実現できることを意味しているがこれは明らかに抵抗 R_1 の値が増すにつれて減少していく電流のふれをぎせいにして行なわれたものである。一般に電流のふれはできるだけ大きいことが望ましいので、 R'_1 の値

は実際には小さな値であるから、 r'_e の変化を緩和するように R'_2 を入れてある。このような場合には、(5)式は、

$$\frac{a'}{a} = 1 + \frac{a' R'_1}{R'_2} \quad (5'')$$

となる。

R'_1 と R'_2 との値を決めるには、所望の入力インピーダンスすなわち負の入力インピーダンスが得られるように注意しなければならないのは勿論である。

第3図に示した回路はエミッタ側のかわりにベース側をのぞきこむようにすれば、短絡安定形の負インピーダンスを生ずるのに用いることもできる。たとえば、第3図の入力端子 e と b とを抵抗器 R_2 で内部的な接続を行ない、抵抗器 R_1 を取り去つて開路とすれば、そこに短絡安定形の負インピーダンスが得られ、ふたたび第4図の等価回路の助けを借りれば、その値は

$$\frac{r_e + r_b (1-a) + R_2}{1-a'} \quad (6)$$

として与えられる。

式(5)で与えられる a' の値は 1 よりも大きくすることができるとから、直列形の負インピーダンスを表わす(4)式に対して、(5)式は並列形の負インピーダンスを表わすことになる。

第3図の回路あるいはこれを変形して短絡安定形負インピーダンスを生ずるようにした回路の外部部品、たとえば R'_1 や R'_2 が純抵抗性であつたとしても、(4)式または(5)式によつて与えられる入力インピーダンスは一般には純粋な負抵抗にはならないであろう。たいてい無効分を伴つており、その上負抵抗分も無効分も多少は動作周波数によつて変化する。用途によつては無効分があつても構わないこともあるが、用途によつては、とくに等価インダクタンスや等価容量が周波数によつて変わるときには無効分は望ましくないものである。

たとえば、負抵抗を多重時分割通信方式のいわゆる変調復調器に用いようとするれば、開放安定形の負抵抗を抵抗性経路と直列に挿入してこの経路の正抵抗によつて生ずる損失を補償するようにさせることになる。このような直列伝送回路はインダクタンスを含むので、負抵抗に何か直列インダクタンスを伴うとすれば、回路を設計するときにはこのインダクタンスを計算に入れることが容易にできるから別に嫌う必要もないが、それは負抵抗に伴う残留インダクタンスが得られることを前提としてである。

第1図に示したような直列形の負インピーダンスは一般に直列形の等価インダクタンスを伴っており、したがって電流は電圧よりも遅れてくるこの等価直列インダクタンス分はエー・ハーレルが、コミュニケーション・エンド・エレクトロニクス誌の、1957年7月号第329頁に発表した「トランジスタによる端子スイッチ」と題する論文中で第1図に示した負抵抗特性の非直線とテラー級数展開とを用いて証明している。

一方、広く使われているたいのトランジスタは周波数がアルファレシヤ断周波数をこえると電流利得がオクターブ当り6デシベルの漸近線に近づいて落ちていくことは一般に認められている。このことは、たとえば、P. I. R. E. 誌1952年11月号第149頁に、ビー・ジー・フアーレーが発表した「トランジスタによる負抵抗回路の動的考察」と題する論文に出ている。したがって第3図の回路に用いられているトランジスタのアルファが、上に述べたような周波数の関数としての

$$\begin{aligned} \frac{a a' R_1 R_1'}{R_2} &= - \frac{a_0 a'_0 R_1 R_1'}{R_2' (1+j\omega T_0) (1+j\omega T_0')} \\ &= - \frac{a_0 a'_0 R_1 R_1'}{R_2} \times \frac{1-\omega^2 T_0 T_0' - j\omega (T_0+T_0')}{(1-\omega^2 T_0 T_0')^2 + \omega^2 (T_0+T_0')^2} \end{aligned} \quad (8)$$

となる。

上の式で、二番目の表現法は a と a' とを(7)式と(7)式とで与えられる値で置き換えて得られたものであり、三番目の表現法は負の実数項と正の虚数項との和になつてゐる。したがって低い周波数帯では、正のインダクタンスが負抵抗と直列になつてゐる。この正のインダクタンスの値は、

$$\frac{a_0 a'_0 R_1 R_1' (T_0+T_0')}{R_2'} \quad (9)$$

特性をもつてゐるとすれば、直列形の負の入力インピーダンスは負抵抗に正のインダクタンスが直列になつたもので与えられている。アルファについての上述のような周波数特性は低域通過のRC回路網の周波数特性に対応するものであつて、

$$a = \frac{a_0}{1+j\omega T_0} \quad (7)$$

$$a' = \frac{a'_0}{1+j\omega T_0'} \quad (7')$$

で表わされる。ここで、 a_0 および a'_0 は二つのトランジスタの直流におけるそれぞれのアルファの値であり、 T_0 および T_0' はこれらのトランジスタのそれぞれのレシヤ断周期を 2π で割つたものであり、 ω は角周波数である。

さて、 a 、 a' に対する周波数の関数としてのこれらの値を(4)式(5)式とに入れたものを簡単にするためには、単に簡単化の目的で負インピーダンスの大きさは $R_1 R_1'$ の積に比例し R_2' に逆比例すると仮定するのが便利であり、これはベルギー国特許、第551746号に挙げてある。 a と a' とは常に1に近く近い値になつてゐるので、それぞれ(4)式および(5)式に出てくる $1-a$ および $1-a'$ に比例する項は無視でき、なおその上、等価エミッタ抵抗 r_e および r_e' も無視できると考えてよい。したがって(5)式を用いれば(4)式で与えられる入力インピーダンスは、

である。

式(8)から判るように負抵抗も直列の正インダクタンスも周波数が高くなるにつれてその大きさが事実上減つてくる。

もし、第3図の回路を(6)式で表わされるような並列形の負インピーダンスを得るように、上に説明した方法で用いるとすれば、二つの特性の間には双対性が存在し、(8)式を導くに当つて用いた仮定によつて直列形の負の入力アドミタンスは、

$$\begin{aligned}
 -\frac{a_0 a'_0 R'_1}{R_2 R'_2} &= -\frac{a_0 a'_0 R'_1}{R_2 R'_2 (1-j\omega T_0)(1+j\omega T'_0)} \\
 &= -\frac{a_0 a'_0 R'_1}{R_2 R'_2} \times \frac{1-\omega^2 T_0 T'_0 - j\omega(T_0+T'_0)}{(1-\omega^2 T_0 T'_0)^2 + \omega^2 (T_0+T'_0)^2}
 \end{aligned} \quad (10)$$

となる。したがって予期したように負の入力抵抗が正の等価容量と並列につながれたものになり、低い周波数帯におけるこの容量の値は、

$$\frac{a_0 a'_0 R'_1 (T_0+T'_0)}{R_2 R'_2} \quad (11)$$

となる。

ところで、(8)式にでてくるたとえば、 R_1, R'_1, R_2 というような抵抗のどれかに無効分をいつしよにもたせてやつて、入力インピーダンスの無効分を打消すようにすることも可能である。いま、 R'_2 にコンデンサ C'_2 を並列に入れたとし、この RC の組合せの時定数が二つのトランジスタのしや断周期の和を 2π で割つたものに等しくする。すなわち、

$$C'_2 R'_2 = T_0 + T'_0 \quad (12)$$

となるようにすれば、低い周波数帯ではコンデンサ C'_2 は実効的に負の直列インダクタンスを呈して、アルファ周波数に関連した特殊性によつて生ずるインダクタンスを、打消すので、(8)式は純抵抗性の負インピーダンスを表わすことになる。

もしその変りに抵抗 R'_1 のいずれかが直列インダクタンスを含むものとすれば、容易に証明されるように双対回路が得られる。この場合にも、やはりこの LR を組合せせたものの時定数は両トランジスタのしや断周期の和を 2π で割り切つたものに等しくすべきであつて、式で表わせば、

となる。

もし L'_1/R'_1 を T_0 に等しくなるように選び、同時に C'_2/R'_2 が T'_0 に等しくなるように選ぶかその逆に選べば、(14)式は純粋な負抵抗となり、しかもこの負抵抗は周波数に無関係になる。

あるいは R_1 と R'_1 とがいずれもインダクタンスと直列になるようにし、 R'_2 を純抵抗のままにしておいて、 R_1 と R'_1 との部分の時定数をしや断周期を 2π で割つたものに等しくしても同じ結果が得られる。しかし一般にはコイルの数を少な

$$\frac{L_1}{R_1} = T_0 + T'_0 \quad (13)$$

とすべきである。

入力インピーダンスの無効分の中和は(10)式で定義したような直列形の負入力アドミタンスの場合にも同様に行なえることは明らかである。この場合には、 R'_1 がインダクタンスと直列になるようにするか、 R_2 または R'_2 にコンデンサを並列につなげばよい。

上のような方法による(8)式または(10)式の変形は非常に低い周波数帯だけで成り立つことであるから、無効分の完全な中和とはならないことに注意してもらいたい。(8)式と(10)式とは式を簡単にするという見地から導いた近似式であるが、この式を用いれば、(8)式と(10)式とが実際の入力インピーダンスに十分近いものを表わす範囲内に限られることはもちろんであるが、入力インピーダンスが無効分の完全な中和をとることも可能である。この改善された中和法は、たとえば上に述べた双対回路をいつしよに用いることによつても達成される。もつと詳しく言えば、(8)の場合には R'_2 に C'_2 を並列につなぐと同時に、たとえば、 R'_1 に L'_1 を直列につなぐのである、すると(8)は

$$-\frac{a_0 a'_0 R_1 R'_1}{R'_2} \times \frac{\frac{L'_1}{R'_1} (1+j\omega \frac{L'_1}{R'_1}) (1+j\omega C'_2 R'_2)}{(1+j\omega T_0)(1+j\omega T'_0)} \quad (14)$$

くするのが望ましいので、はじめの解決法の方がふつうは好ましい。これと双対な回路すなわち(10)式で定義したような直列形の負アドミタンスをもつた回路に対しても同様に改善された中和法を行うことができ、それにはたとえば抵抗器 R_2 と R'_2 とのいずれにもコンデンサを並列につなぎ、前と同様にそれぞれの時定数をトランジスタのしや断周期を 2π で割つたものに等しくすればよい。

上に中和回路に対して与えた値は近似を行なうという見地から得た代表的な値だけを示したもの

であるが、中和用素子を実験的に注意深く調整すれば入力は無効分を実質的に中和して負抵抗入力成分を実質的に周波数に無関係にするような値が得られることは明らかである。事実、実験によれば第3図の回路で R'_2 の両端にコンデンサを並列につなぐだけで入力インピーダンス特性に著しい改善がなされた。以上、簡単な中和回路について述べたが、もつと複雑な回路を使えることも明らかである。

これまで第1図と第2図と示したような形の特性を得ることができる実際の回路について説明し同時に、周波数に無関係な純粋な負抵抗を得ることのできる可能な手段についても説明したので、つぎに正方向の電流に対しても負方向の電流に対してもこのような負抵抗を得ることに関心を向けよう。

いま $i-V$ 特性の第二象限に負抵抗を生じている第1図に示すような直列形の負抵抗特性を考えてみると、もし電流と電圧との符号をいずれも反対にすれば第四象限のところに直線で表わされる負抵抗特性を生じさせることができる。これは第3図の回路で pnp 形トランジスタと npn 形トランジスタとを交換すれば、すなわちトランジスタ 2N85 のエミッタをのぞきこむようにし、トランジスタ 2N85 のエミッタは抵抗で終端すれば容易に得られる。

このような方法で第6図に示す二本の特性曲線 C_1, A_1, OB_1 と C_2, A_2, OB_2 とが得られる。この二本の特性曲線をいつしよにして考えれば、原点を通る所望の対称的負抵抗 A_1, OA_2 が得られるように思われるが、それには第3図に示したような形の別々の装置によつて得られる二つの特性を結び合わせる適当な手段が使えなければならない。

二つの負抵抗を並列につなぐことは、与えられた電圧に対して総合の電流が個々の電流の代数和となるようにすることを意味するが、このようにすると不幸にして原点を通る中央の部分は両方の装置が飽和状態で動作するので正抵抗に対応する総合特性を生じてしまう。おのおのが負抵抗を生ずる直列形の二つの装置を直列につなぐときにはこのことは事実もつとはつきりしてくる。

この様子は第5図に示してあり、この図で NR_{s1} と NR_{s2} とは第3図に示した装置に対応するものである。図に示すように二つの負抵抗装置はプッシュプルと類似の方法で背中合せに直列につながれており、したがってこれは第1図に

示すような第二象限を占める負抵抗を第四象限を占める対称的な負抵抗と直列的に合成したものに対応する。

そこで、第6図に示した個々の特性曲線を与えられた電流に対する電圧の代数和をとるようにして合成しなければならない。この場合にも、やはり、総合特性の中央部の原点を通る部分 DOD_1 は不幸にして正になる。こうなるのは OB_1 のような特性曲線中のしゃ断部分が負抵抗よりも大きな値の抵抗をもっているためであることが認められるしたがって直列形の負抵抗を二つ直列に組合わせて原点に対して対称な合成負抵抗を最終的に得ることができるのはしゃ断抵抗が低いときだけである。そこで、一般的には第5図の配置ではしゃ断抵抗が高すぎて所望の結果が得られないことになる。

さて今度は第2図に示す形式の特性をもつた双対回路を考えることにする。この場合には一方の負抵抗は第二象限を占めているが、もう一方の負抵抗線は第四象限にあり、今度はこれらを並列に組合わせたものが正電流に対しても負電流に対しても負抵抗を示す合成負抵抗を与えることになる。

並列形の同一の二つの負抵抗 NR_{N1} と NR_{N2} とを並列に組合わせる一方法が第7図に示してある入力端子の一方は装置 NR_{N1} の入力端子 b_1 につながれるとともに装置 NR_{N2} の端子 b_2 にもつながれていて、この二つの装置は同一のものであるが右側の象限を占める特性を別の方法で得るように用いられていることを示してある。すなわち b_1 はトランジスタ 2N84 のベースに対応するもので b_2 はトランジスタ 2N85 のベースに対応するものである。もし端子 e と c との間につながれた同じ電池を両方の装置に用いようとすれば、外部入力端子のもう一方を図示のように電池の中央の点に接続するよりほか仕方がない。

第8図に二本の特性曲線 B_1, OA_1, C_1 と B_2, OA_2, C_2 とが示してあり、その負抵抗部分 OA_1 と OA_2 とはそれぞれ第二象限と第四象限とを占めている第7図に示すように接続された分割電池のためにこれら二つの個々の特性曲線は V 軸に沿つて電池電圧の半分である E という大きさだけずれることになる。第8図に示すように実効的なそれぞれの特性曲線は B'_1, O'_1, A'_1, O'_1 および B'_2, O'_2, A'_2, O'_2 のようになり、ここで OO'_1 と OO'_2 とは E に等しい。総合の並列特性曲線は与えられた電圧に対する電流の代数和をとれば得られる。図示の個々の特性曲線からは総合特性として所望のように

原点を通る中央の負特性の部分 DOD' をもつたものが得られることがわかる。点 D と D' から先では対称的な総合特性曲線は負抵抗の大きさが増大することを示しており、さらにその先は正抵抗を表わす二本の平行な枝路につづいている。

したがって有用な対称的負抵抗特性は DOD' の部分であるが、この総合負特性曲線の全電流のふれも全電圧のふれも個々の特性曲線に対する電流のふれおよび電圧のふれの 2 倍よりは小さいことがわかる。

もつと詳しく言えば、個々の負抵抗に対する電圧のふれが V でこの負抵抗が R であるとし、 E を電池電圧の半分とすれば、第 8 図を調べてみると総合した全体の電圧のふれと電流のふれとはそれぞれ

$$2(V - E) \quad (15)$$

$$\frac{4(V - E)}{R} \quad (16)$$

で与えられることがわかり、総合の負抵抗は個々の負抵抗の半分に等しく

$$2E \geq V > E$$

で、第 8 図の場合はそうになっている。したがって一般的に言つて合成されたものの電圧のふれと電流のふれとはかなり制限を受けることになる。さらに、 V が $2E$ よりも大きいような場合は実際に実現することができないことは明らかであり、 $2E$ という値は V の最大限界であることが認められる。それゆえ、全体の電流のふれは一般に $2V/R$ よりもいくらか小さいことになり、一方全体の電圧のふれは V よりも小さいことになる。

第 2 図と第 8 図とに示したような並列形の負抵抗特性曲線は必ずしも原点を通るものではないということは気付くと思う。しかし、負抵抗領域としゃ断領域との間の不連続点あるいは何かとに角遷移点のようなものは i 軸上のどこかにうまく置くことができる。そこで、このような二つの逆向き特性を第 7 図と第 8 図とに示した方法で用いれば原点を通りその両側に拡がった負抵抗をととも角作ることにはできる。

第 9 図に示したものは第 7 図に示したものと似ているが、この場合には二つの別々の電池を用いてあつて、一方は NR_{N_1} 回路用で他方は NR_{N_2} 回

路用となつてゐる。このように電池を二重に用いてあるので、総合負抵抗曲線 DOD' は第 10 図に示すように $2V$ という最適な電圧のふれになるが総合した全体の電流のふれは

$$\frac{2V}{R} \left(1 - \frac{R}{R_0} \right) \quad (18)$$

となり、

$$R_0 > R \quad (19)$$

であつて、 R_0 はしゃ断特性曲線 B_1O および B_2O の正抵抗を表わすものである。この正抵抗 R_0 は一般に大きな値であるから、電流のふれは最適値の近くになるはずである。したがつてとくにこの場合の電圧のふれはこの明細書のはじめの方ですてに述べた平衡形の回路を用いたときに得られるものよりもかなり大きなものになる。

第 9 図に示した並列的な組合わせの場合にはしゃ断領域の正抵抗 R_0 は負抵抗の大きさ R よりもずっと大きく、そのため二つの特性曲線を第 10 図に示すような方法でうまく組合わせることができるが、この R_0 と R との関係は第 6 図に示すような直列形の特性曲線の場合には、負抵抗装置を直列につないでも総合的には望ましくなく正抵抗を生ずるようになってしまうということが詳しく判つたことと思う。

それにもかかわらず第 11 図には第 5 図と類似した構成が示してあるが、この場合には直列形のそれぞれの負抵抗特性は直列的なブッシュブル回路に組合わせ前に補正されていて実効的な個々の電流-電圧特性曲線のしゃ断領域で生ずる正抵抗が、今度は、この特性曲線の負抵抗の部分で生ずる見かけの抵抗の大きさよりも小さくなるようにしてある。これは R の抵抗値と同じくらいの抵抗値をもつた二つの抵抗器 R_{11} と R_{12} とをそれぞれ端子 e_1 と b との間および e_2 と b との間に接続することによつて行なつてゐる。第 12 図に示すように $B_1OA_1C_1$ のようなそれぞれの特性曲線はしゃ断領域では無限大の抵抗値をもつてゐると仮定してあるが、これは単に解析を簡単にするためのものにすぎず、しゃ断抵抗を無限大とすれば計算が容易になるからである。抵抗器 R_{11} と R_{12} との作用は正抵抗 R といつしよに第 12 図では B_1OB_2 で表わしてあるが、 $B_1OA_1C_1$ のようなはじ

め特性曲線を、与えられた電圧に対する電流の代数和をとることによつて $B_1' OA_1' C_1'$ のように変形させることであり、 R_{11} のような抵抗器は負抵抗と並列につながれているのでそうすることができる。したがつて二つの変形されたそれぞれの特性曲線 $B_1' OA_1' C_1'$ と $B_2' OA_2' C_2'$ とは与えられた電流に対する電圧の代数和をとることによつて容易に最終的な総合特性曲線を得るように組合わせることができる。

第12図に示すように、原点を通る総合の負特性曲線 DOD' が得られている。DおよびD'から先では総合特性曲線は正抵抗領域を表わしている。

第12図を考へてみれば、原点を通つてその両側に拡がる所望の総合負特性曲線を得るためには

$$2R > R' > R \quad (20)$$

という条件が満足されていなければならない。事実、 R が R よりも小さいとすれば、 OA_1' はもはや負抵抗性枝路ではなくなり、一方 R が $2R$ よりも大きければ、 $A_1' OA_2'$ は負抵抗枝路になるかもしれないが、 DOD' は負抵抗にならず、第6図の場合と同様に、総合的な正抵抗を生ずることになる。

第11図および第12図に示した配置では総合した全体の電圧のふれと総合した全体の電流のふれとはそれぞれ

$$2V \left(2 - \frac{R'}{R} \right) \quad (21)$$

$$\frac{2V}{R} \left(1 - \frac{R}{R'} \right) \quad (22)$$

で与えられる。

式(20)で与えた制限内では R が大きくなるほど総合の電流のふれは大きくなり、逆に R が小さくなるほど総合の電圧のふれが大きくなる。したがつて両方の要求は相反することになり、 R の最適値を定めるために適当な妥協点を選ばなければならない。たとえば両方の百分率で表わした減少の割合が同じであるとし、しかもその結果生ずる総合の負抵抗ははじめのそれぞれの抵抗に等しいままであると仮定すれば、すなわち、点DとD'とは $A_1' OA_2'$ 上にあると仮定すれば、これは

$$1 - \frac{R}{R'} = 2 - \frac{R'}{R} = \frac{3 - \sqrt{5}}{2} \quad (23)$$

のときに得られ、そうなるのは

$$\frac{R'}{R} = \frac{1 + \sqrt{5}}{2} \quad (24)$$

という条件のときである。したがつて最適な電流と電圧とのふれの約88%が得られるにすぎず、このことは総合した電流のふれと電圧のふれとがいずれもはじめのそれぞれの特性曲線に対するふれの約76%に制限されることを意味している。

この状態は第13図に示すように端子bと、抵抗器 R_{11} と R_{12} との接続点との間に直流電圧を挿入すれば改善することができる。

第13図に対応する i/V 図形を示した第14図には、それぞれ電圧軸上の点 B_1 と B_2 とを通る二本の平行な直線 $B_1' B_2'$ と $B_2' B_1'$ とが示してある。これらの直線は抵抗器 R_{11} と R_{12} との作用に、 R_{11} と R_{12} との接続点と端子bとの間に接続された付加電池の作用を加えたものに対応している。第14図では OB_1 および OB_2 という等しい大きさはこの付加電池の電圧を表わす E' に等しく、また直線 $B_1' B_2'$ と $B_2' B_1'$ との傾斜は抵抗器 R_{11} と R_{12} との抵抗 R に対応するものである。

第12図で OB_1' を $B_1' OA_1' C_1'$ と組合せたと同じ方法で、 $B_2' B_1'$ のような特性曲線を第14図に示すように $B_1' OA_1' C_1'$ のようなはじめの負抵抗特性曲線と組合せ、抵抗 R と付加電圧 E' とが $B_1' C_1' A_1' C_1'$ のような総合したそれぞれの負抵抗特性曲線が直線 $B_1' B_2'$ 上に負抵抗領域としや断領域とを分離する不連続点をもつようにする。言い換えれば、 $A_1' C_1'$ のようなそれぞれの総合特性曲線の負抵抗の部分は電圧軸に対して対称的になり、等しい値の正負の電流のふれが得られるようになる。この条件は

$$\frac{R'}{R} = 1 + \frac{2E'}{V} \quad (25)$$

となることは容易にわかる。つぎに二つの総合特性曲線 $B_1' C_1' A_1' C_1'$ と $B_2' C_2' A_2' C_2'$ とを与えられた電流値に対する電圧の代数和をとることによつてもう一度全体として組合わせる。このようにして要求どおり原点の両側に拡がる最終的な総合負抵抗特性曲線 $A_1' OA_2'$ が得られる。点 A_1' と A_2' から先では総合した抵抗は正になり、かなり大きな値をもっている。

第14図の特性曲線と第12図の特性曲線との

間の主な違いの一つは第 14 図の総合負抵抗曲線では最適な電圧のふれが $2V$ であつて総合の電流のふれは

$$\frac{V}{R} \times \frac{2E'}{2E' + V} \quad (26)$$

となつてゐることであることがわかる。

この総合した電流のふれは、 R が十分に大きければ、はじめのそれぞれの負抵抗における電流のふれ V/R に近づけることができる。(25)式を考へてみると、このことは E も大きくすべきであることを意味している。それにも拘らず、 E が $3V$ という値でも総合した電流のふれは(28)式で求めた第 12 図の場合の電流のふれとはほぼ等しくなり総合した電圧のふれはいつぱいに大きくなつてゐる。一方第 14 図の方法では E が大きくなるにつれて総合した負抵抗はそれぞれの負抵抗の 2 倍の大きさに近づいていく。

第 11 図および第 13 図に示したプッシュプル配置では直列形の二つの負抵抗特性曲線をうまくつないであるので、ふつうの A 級プッシュプル増幅器と同じ利点をもつてゐる。総合の特性曲線は原点に対して斜方向に完全に対称的になつていて負抵抗の(図示してない)非直線性によつて生ずる偶数次高調波はすべて消失し奇数次高調波の影響だけが残る。最も大きなひずみは通常第二高調波によるものであるから、実効的にひずみが消失すると考えてよい。電池へのリード線には交流的な電流変化がないから、これによつて電池から取り出される電流は一定になり、回路全体を接地から浮かせることが容易である。この浮動装置はチョークまたは電流源を通じて負抵抗をつなぐようにすれば得ることができる。低い周波数の電流源は高周波チョークと直列に用いることができる。

第 15 図は第 13 図に用いられたような中間の取り出し点をもつた電池を、単一電池をその両端につないだ二つの直列抵抗器 R_{13} と R_{14} とでできた分圧器で分岐することによつてなくすことができる方法を示したものである。この回路は第 13 図の回路と等価であり、ふつうの共通の陰極抵抗器をもつた真空管を用いた A 級プッシュプル回路と同じように、抵抗器 R_{12} と R_{14} とにはバイアス用の直流電圧だけが生じ、交流電圧は生じない。

ほかの配置とは違つて第 13 図と第 15 図に示した配置や第 7 図に示した配置では、はじめの負

抵抗は必ずしも負抵抗領域としや断領域との間に、正確に原点に存在している不連続点をもつてゐる必要がないという実質的な利点がある。実際には時としてこれを達成することが難かしいことがあるが、その場合には上に述べたような特別なプッシュプル配置はとくに有用であることがわかる。

これまで述べてきた方法では二つのそれぞれの抵抗特性を現在実際に利用できる手段によつて作ることを考えていたから、一般にトランジスタのような四つの能動素子を用いる必要があつた。しかし原点の両側に拡がつた特性をもつてゐない単一の負抵抗特性を用いて原点の両側に拡がる負抵抗特性を得ることもできる。この目的のためには一つのはじめの負抵抗特性曲線を第一の電圧源によつて加えられる正抵抗と並列につなぎ、第二の電圧源と直列につないで組合わせることによつて所望の方法でずらせればよい。これを行なうためには二つの可能な方法がある。第一は電圧をずらせることによつて電流のずれを行なわせる方法であり第二の方法は反対の順序でこのいずれを行なわせる方法である。

第 16 図に直列形の負抵抗特性曲線 $DOAC$ を示すが、これを電流特性 FE' と第 14 図に示したのと同じ方法で組合わせて特性曲線 $D'O'A'O$ を生ずるようにしてあり、その一部 $O'A'$ は電圧軸に対して対称になつてゐる。そこで $V/2$ という大きさの直列電圧源を付け加えれば、最後の特性曲線は $D'O'O'A'O$ となり、その負特性部分 $O'O'A'$ は原点を通り正負の電圧のふれと電流のふれとを生ずることになる。

合成した電圧のふれは V に等しいままであるが合成した電流のふれは

$$\frac{V}{R} \times \frac{2E'}{2E' + V} \quad (27)$$

に減少し、 R はやはり(26)式に示した通りであるこの場合にも E が大きければ総合の電流のふれは最適値 V/R に近づくようにすることができる。

第 17 図に示したものはこれと逆の配置で、はじめの特性曲線 $DOAQ$ は最初大きさ $V/2$ の電圧と直列につなわれ、負抵抗領域 $O'A'$ が電流軸に対して対称的な特性曲線 $D'O'A'O$ が得られる。そこでこの特性曲線 $D'O'A'O$ を FE' といつしよにすれば第 16 図に示した総合特性曲線に対応する類似

の特性曲線 $D'O'A'C$ が最後に得られる。この場合にも電圧のふれは小さくならないが電流のふれが今度は

$$\frac{V}{R} \times \frac{2E' - V}{2E'} \quad (27)$$

になる。そこで、やはり E' が大きければ総合の電流のふれも最適値 V/R に近い値になる。それにも拘らず、とくに E' の値が小さければ、第 16 図の配置の方が第 17 図の配置よりもよいことになるが、それは (27) 式で与えられる電流のふれの方が E' の値が同じならば (27) 式で与えられる電流のふれよりも大きいからである。

第 18 図には第 16 図の特性が得られる配置であつて、二つの中間接続点をもつた電池を用いたものが示してある。端子 b の左側の電池の電圧は E' に等しくそのすぐ右の電池の電圧は $V/2$ に等しい。

第 19 図には第 18 図の配置と同様であるが、単一の二端子電池に抵抗器 $R_{15} \cdot R_{16} \cdot R_{17}$ から成る分圧器を並列につなぎ抵抗器 R_{15} と R_{18} とにはそれぞれ E' および $V/2$ という所望の電圧が得られるようにした配置が示してある。しかしこのような場合には、もはや第 15 図に示したようなブツシュブル装置ではないから、 NR_s 回路を設計するときには分圧器の抵抗を計算に入れなければならない。

式 (26)・(27)・(27) は、 E' の値としてはできるだけ大きなものであることは望ましいことを示している。その結果 (25) 式によつて、 R もできるだけ大きくすべきである。このことは最初の負抵抗特性曲線に所望の電流値のずれを与えるためには電流源を用いるべきであることを示している。

このような電流源はトランジスタの助けによつて得ることができるが、それは、適当な範囲内ではコレクタ電流は事実上コレクタ電流に無関係になるからである。

第 20 図には第 3 図の負抵抗回路で直列形の負抵抗を生ずる回路 NR_s をエミッタ接地形で動作させた pnp 形トランジスタ 2N43 と関連させた第一の装置が示してある。この付け加えたトランジスタのコレクタ電極は端子 e につながれているが、一方エミッタ電極は後で説明するような目的のためにエミッタに適当なバイアスを与えるように設計された正の電池を通して端子 b につながれている。電池全体に分圧器 P が枝路としてつな

れていて、その可動端子は実質的に定電流源として働く付け加えたトランジスタのベース電極につながれている。前と同様にもう一方の入力端子は端子 b と c との間につながれた電池の中間のところに接続され、前に説明したような電圧のずれを得るようにしてある。

第 22 図には NR_s の特性曲線が $DOAC$ で表わしてあるほか、トランジスタ 2N43 のコレクタ電流対コレクタ電圧特性が、やはり理想化した直線 $E'FO$ として示してある。与えられた電圧に対する電流の代数和をとつてこれらの二つの特性曲線を結び合わせ、トランジスタ 2N43 にはバイアスをかけて負抵抗特性曲線 OA をずらし電圧軸に対して対称的になるようにすれば、しゃ断領域へと折れ曲る前に総合の負抵抗特性 $F''E$ が得られるが、総合した特性曲線は反対向きに曲つて三角状のとなり $F'OF'$ を作つてから総合特性曲線のしゃ断領域 $F'D$ に達することに注意してもらいたい。このような三角状のとりは総合負抵抗部分の電流のふれを制限し、この負抵抗部は電圧軸に対して非対称的になつているので望ましくないだけでなく、とがり部のために負方向の電流に対して所望の開放安定性が得られない領域を生ずることになる。負抵抗特性曲線の非対称性に関する限りでは、そうするのが望ましかれば、電流源として働らくトランジスタのバイアスを変えれば総合特性曲線の負抵抗部を対称的にすることが可能なことは明らかである。しかしそうしても望ましくないところは残つていであろう。

このとりは、端子 b の左側に電池を付け加えこれによつてトランジスタ 2N43 のコレクタ電流対コレクタ電圧特性曲線をずらせば抑えることができ、これは一例として第 23 図に示してあるしたがつて電流源の特性曲線は $E'EG$ となり、負の電圧に対しては EO の部分は単なる直線となりこれによつて最初の特性曲線 $DOAC$ は $DO'A'O$ となり、これは電圧軸のまわりに対称的であつて、負抵抗部については、はじめの電流のふれに等しい電流のふれを有している。

第 22 図と第 23 図とは最終的な総合の負抵抗特性を示してはしないが、総合特性は前に述べたのと同じ方法で得られることはもちろんで、電圧をずらせばよいのであるから最終的な特性曲線は原点を通ることになる。もちろん実際の場合には電流源の呈する抵抗は無限大ではないから、総合した電流のふれは多少減り、そのため総合の負抵

抗の大きさの増大を伴うが、この影響は事実上無視できる程度のものである。

それにも拘らずベース接地形で用いられたトランジスタはコレクタ電流対コレクタ電圧特性がずつと水平であるから非常に定電流源に近いものになる。また、コレクタ電流はコレクタ電圧が非常に小さな値であつてもすぐに実質上一定になつている。トランジスタ 2N43 をベース接地形で動作させたときの配置は第 21 図に示してある。

端子 b の左側にある附加電池は分圧器 P の枝路として用いられており、分圧器のすべり刃はトランジスタ 2N43 のエミッタに所望のバイアスを与えるためのもので、トランジスタのベースは直接に端子 b につながれている。特性曲線は実質上第 23 図に示したものと同一であるが、ただ点 F は事実上点 O と一致している点異なる。

これまで単一の負抵抗回路だけを用いた本発明の具体例を直列形の負抵抗を作るように設計してきたが、並列形の負抵抗でも上に述べたような対称形を得ることができることは確かである。この場合にまず並列的な電流の経路をもつたはじめの負抵抗回路を作つて、この回路を並列にしたものを電圧源と直列につなぐようにするのが一般に望ましいことである。また上に説明した構成では原点を通つてその両側に拡がっている総合特性曲線が原点のまわりに対称であることを示しておいたが、対称であることは一般に望ましいことであるにしても、まず要求されることは実質上原点の両側に拡がった特性であるから、絶対的に本質的なものではない。

以上この発明の原理を特定の具体例について説明してきたが、これらの記載は単に一例を示したものにすぎず、この発明の範囲に制限を課するものでないことは明かに理解すべきである。

特許請求の範囲

電圧電流特性の原点を通つてその両側に拡がるようになつていない負抵抗部をもつた特性曲線を有する負抵抗装置と抵抗性装置とを前記原点を通り実質上その両側に拡がる総合負抵抗を生ずるよう結合した負抵抗回路。

附 記

1 上述の負抵抗装置を電流源に対しては並列に電圧源に対しては直列に接続し、上述の装置の特性曲線の負抵抗部をずらせて、原点を通り実質上その両側に拡がる総合負抵抗特性曲線を生ずるようにした特許請求の範囲記載内の負抵抗

回路。

2 上述の負抵抗装置と上述の電流源とを並列に組合せたものを上述の電圧源と直列に接続したことを特徴とする附記 1 記載内の負抵抗回路。

3 上述の電流源がトランジスタのコレクタからベースへの通路またはコレクタからエミッタへの通路を含むことを特徴とする附記 2 記載内の負抵抗回路。

4 直列または並列に接続された上述の負抵抗回路を二つ含み、原点を通つて実質上その両側に拡がる総合負抵抗特性曲線を生ずるようにしたことを特徴とする特許請求の範囲記載内の負抵抗回路。

5 上述の二つの負抵抗装置は直列形のものであつて、この二つの装置を直列的に接続したときにはそれらの特性曲線は斜め方向の対称性を有し、その特性曲線の負抵抗領域での負抵抗の大きさはその特性曲線のしや断領域での正抵抗よりも絶対値が大きくなつていることを特徴とする附記 4 記載内の負抵抗回路。

6 上述の二つの負抵抗装置は並列形のものであつて、この二つの装置を並列的に接続したときにはそれらの特性曲線は斜め方向の対称性を有し、その特性曲線の負抵抗領域での負抵抗の大きさはその特性曲線のしや断領域での正抵抗よりも絶対値が小さくなつていることを特徴とする附記 4 記載内の負抵抗回路。

7 上述の二つの負抵抗装置は直列形のものであつて、それらの特性曲線の負抵抗領域の中央部は上述の二つの装置を直列的に接続したときには斜め方向の対称性を有し、二つの直列接続した正抵抗を上述の装置を直列に組合せたものと並列につなぎ、上述の正抵抗の接続点と上述の二つの装置の接続点との間には電圧源がつながれていることを特徴とする附記 4 記載内の負抵抗回路。

8 一方のベース電極を他方のコレクタ電極につなぎ、その逆の接続も行つた二つのトランジスタより成る負抵抗装置において、上述のトランジスタの一つの電極には負インピーダンス入力に接続され、残りの各電極は一つが実効上短絡回路で置き換えられ他の二つは実効上開放とみなされるような三つのインピーダンスにそれぞれ接続されており、上述の三つのインピーダンスのうち少なくとも一つは抵抗性素子に加えてリアクタンス素子を含むようにし、実質上上述

の負インピーダンスの無効分を打消すように設計してあることを特徴とする負抵抗回路。

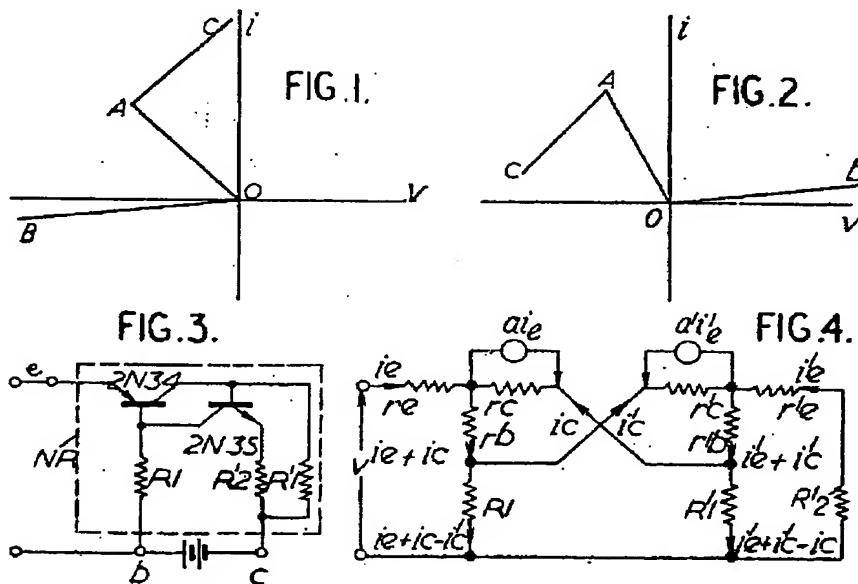
9 上述の負インピーダンス入力是一方のトランジスタのエミッタ電極から取られ、他方のトランジスタのエミッタ電極に接続されているインピーダンスはコンデンサを並列につないだ抵抗器を含むことを特徴とする附記 8 記載内の負抵抗回路。

10 一方のトランジスタのベース電極に接続されたインピーダンスはインダクタンスを直列につないだ抵抗器を含むことを特徴とする附記 9 記

載内の負抵抗回路。

11 上述の負インピーダンス入力是一方のトランジスタのベースまたはコレクタ電極から取られこのトランジスタのエミッタ電極に接続されているインピーダンスはコンデンサを並列につないだ抵抗器を含むことを特徴とする附記 8 記載内の負抵抗回路。

12 二つのトランジスタの両エミッタに接続されたインピーダンスはコンデンサを並列につないだ抵抗器を含むことを特徴とする附記 11 記載内の負抵抗回路。



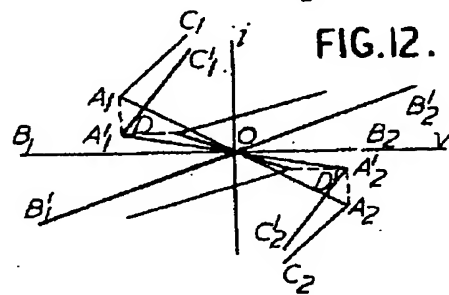
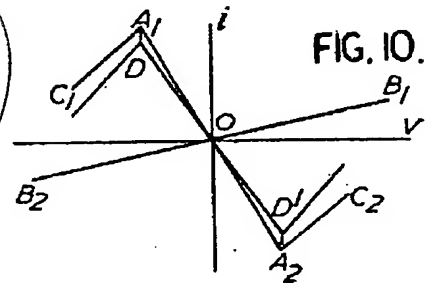
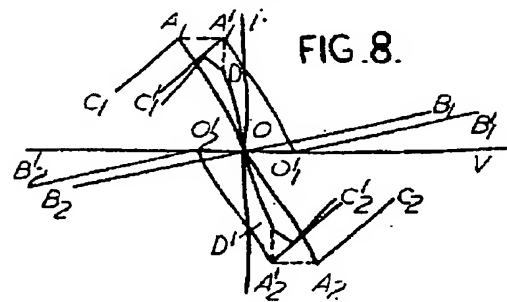
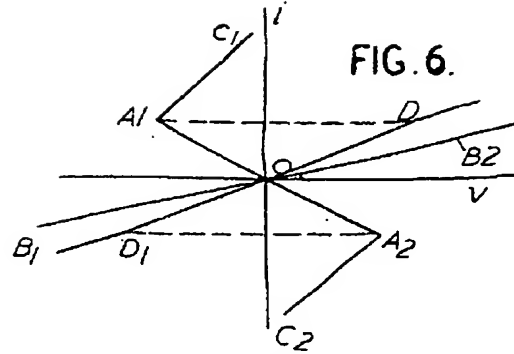
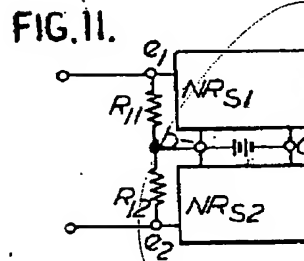
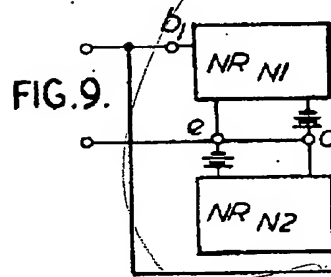
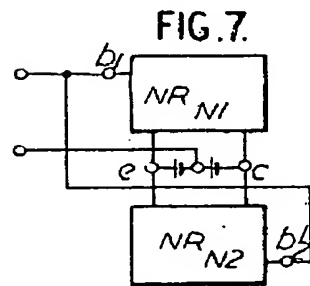
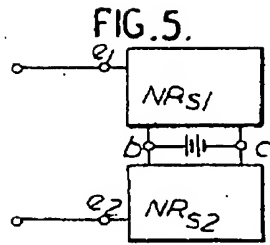


FIG.13.

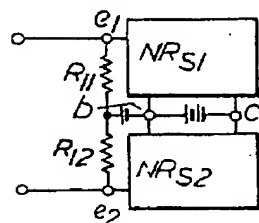


FIG.14.

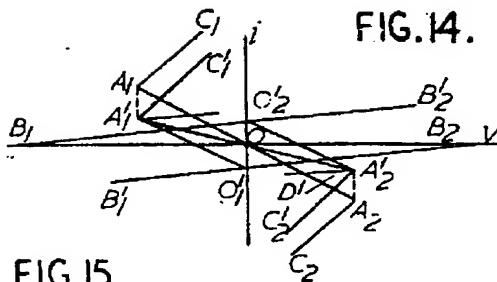


FIG.15.

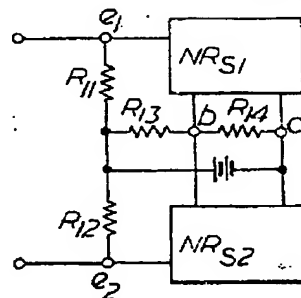


FIG.16.

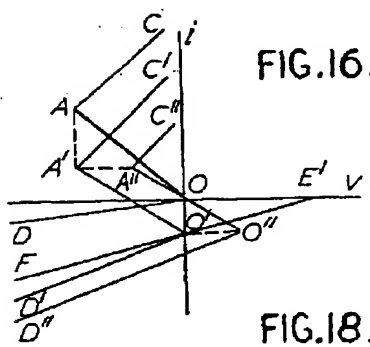


FIG.18.

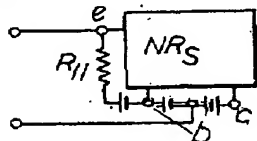


FIG.17.

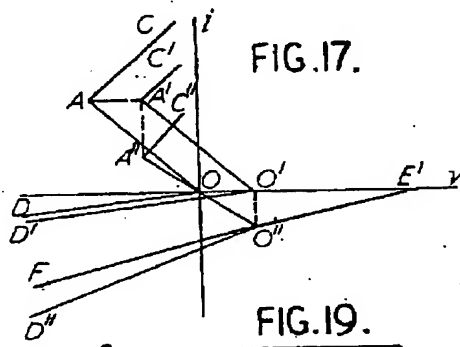
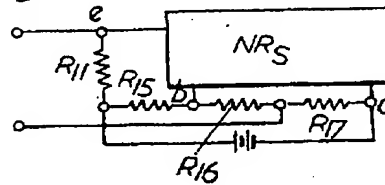
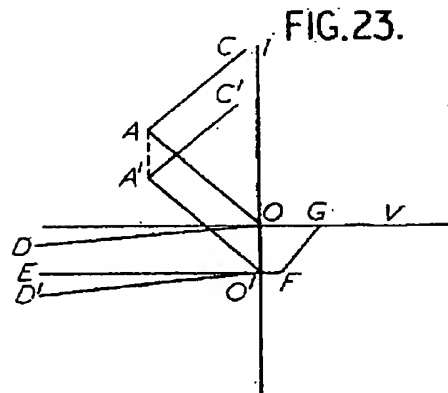
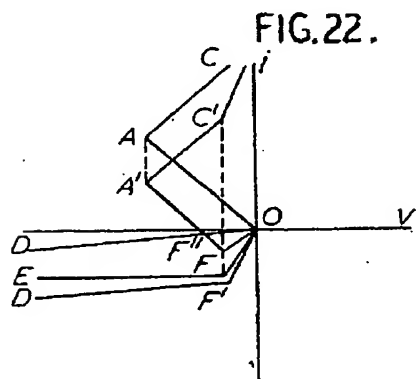
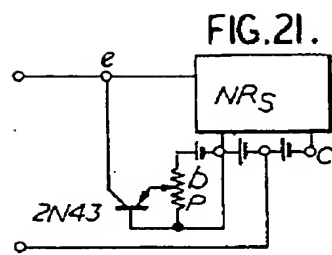
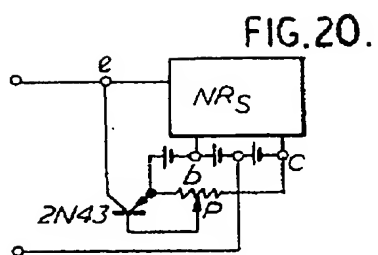


FIG.19.





THIS PAGE BLANK (USPTO)